

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-359890

(43) 公開日 平成4年(1992)12月14日

(51) Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 5 B 6/66	B	8815-3K		
H 0 2 M 7/48	E	8730-5H		
7/5387		8730-5H		

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願平3-133021	(71) 出願人	000001889 三洋電機株式会社 大阪府守口市京阪本通 2 丁目18番地
(22) 出願日	平成3年(1991)6月4日	(72) 発明者	牧野 康弘 大阪府守口市京阪本通 2 丁目18番地 三洋電機株式会社内
		(72) 発明者	山本 悦子 大阪府守口市京阪本通 2 丁目18番地 三洋電機株式会社内
		(72) 発明者	谿口 悦男 大阪府守口市京阪本通 2 丁目18番地 三洋電機株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 山田 義人

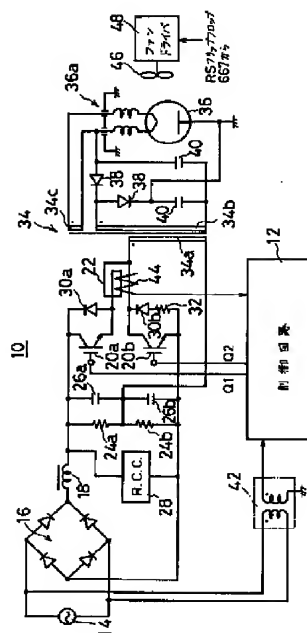
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電子レンジ用電源装置

(57) 【要約】

【構成】 商用電源 14 から 200 V がダイオードブリッジ 16 で整流され、チョークコイル 18 を通して、スイッチング素子 20 a および 20 b、および高周波トランス 34 を含むハーフブリッジコンバータに与えられる。定常状態では制御回路 12 はカレントトランス 44 で検出した 1 次巻線 34 a の電流の平均値に反比例する周波数でスイッチング素子 20 a および 20 b を交互にオンする。2 次巻線 34 b に誘起された高周波高電圧が倍電圧整流回路を通してマグネトロン 36 に印加される。入力電圧が所定値以下ときには、制御回路 12 は、スイッチング素子 20 a および 20 b を同時にオンした後、スイッチング素子 20 a および 20 b を交互にオンするように制御する。

【効果】 スwitchング素子 20 a および 20 b が同時にオンしたときにチョークコイル 18 に蓄えられるエネルギーによって力率が改善される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】商用電源を整流する整流手段、第1および第2のスイッチング素子の第1の直列接続と、前記第1の直列接続に並列接続される第1および第2の共振コンデンサの第2の直列接続と、前記第1の直列接続の接続点および前記第2の直列接続の接続点の間に接続される1次巻線および前記1次巻線に磁気結合されてマグネトロンに電圧を供給する2次巻線を有する高周波トランスを含むハーフブリッジコンバータ、前記整流手段と前記ハーフブリッジコンバータとの間に接続されるチョークコイル、前記マグネトロンの所望の出力電力を指令する設定電圧を出力する設定電圧出力手段、前記1次巻線に流れる電流を検出する電流検出手段、前記電流検出手段によって検出された電流を平均化する平均化手段、前記平均化手段によって得られた電圧と前記設定電圧との差に相当する誤差電圧を出力する誤差電圧出力手段、前記誤差電圧の大きさに比例する周波数で前記第1および第2のスイッチング素子を交互にオンするためにデュアルモードで第1および第2のスイッチング信号を発生するスイッチング信号発生手段、前記商用電源の電圧のレベルを検出するための電圧検出手段、および前記電圧検出手段からの前記商用電源の電圧のレベルが所定値以下である検出出力にตอบสนองして、前記スイッチング信号発生手段を制御して、前記第1および第2のスイッチング信号がシングルモードの同相信号になった後前記デュアルモードになるようにする制御手段を備える、電子レンジ用電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は電子レンジ用電源装置に関する。より特定的には、この発明は比較的高い電圧たとえば200Vまたは220Vの商用電源に好適する新規な電子レンジ用電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】電子レンジ用電源装置として利用可能なインバータ回路の一例が昭和52年(1977)3月18日付で公開された特開昭52-35903号公報(H05B6/66)または昭和59年(1984)10月30日付で公開された特開昭59-191290号公報(H05B6/68)に開示されている。この従来技術は電圧共振方式のインバータを用いた電源装置であり、その共振時定数は高周波トランスの漏れインダクタンスおよびその高周波トランスの1次巻線および2次巻線のインダクタンスと共振コンデンサとで決まる。このような電圧共振方式のインバータ回路においては、主回路の入力電圧(商用電源の電源電圧)の変動がそのまま共振電圧の変動として表れる。そこで、インバータを構成するスイッチング素子としては、そのような共振電圧の変動を見越して大きな耐圧のスイッチング素子を用いる必要がある。たとえば、入力電圧が100Vであるとする

と、そのピーク電圧は約141V($=100\sqrt{2}$)であり、スイッチング素子には定格入力時に約600Vの共振電圧が印加される。そこで、入力電圧の変動に応じて共振電圧が変動するので、この場合、たとえば900V50Aの定格を有するスイッチング素子が用いられる。

【0003】一方、最近では電子レンジのような調理器の大容量化や高速化のために200Vの商用電源を用いることが提案されている。上述のインバータ回路の入力電圧が200Vになると、1800V30A程度の定格を有するスイッチング素子が必要になる。ところが、電子レンジ用電源装置における高周波領域で動作ししかもこのような大きな耐圧を有するスイッチング素子は未だ実用化されていない。したがって、この特開昭52-35903号公報または特開昭59-191290号公報に開示されたインバータ回路は200Vの商用電源によって駆動される電子レンジ用電源装置としては利用することはできない。

【0004】一方、平成2年(1990)4月13日付で公開された特開平2-101962号公報(H02M3/28, 3/335)には、2つのスイッチング素子の直列回路、2つの共振コンデンサの直列回路および2つの帰還ダイオードの直列回路を直流電源に接続し、2つのスイッチング素子の接続点と2つの共振コンデンサの接続点との間にトランスの1次巻線と第1の共振インダクタとの直列回路を接続したハーフブリッジコンバータが開示されている。この従来技術のハーフブリッジコンバータは主として安定化電源回路に用いられるものであり、このようなハーフブリッジコンバータを電子レンジ用電源装置として用いることは現在のところ行われていない。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】特開平2-101962号公報に開示されたハーフブリッジコンバータを電子レンジ用電源装置として用いることも考えられるが、この従来技術のハーフブリッジコンバータはそのままでは電子レンジ用電源装置としては利用できない。すなわち、上述の従来技術では、ハーフブリッジコンバータの出力電圧をコントロールするために、負荷の出力電圧と基準値との誤差電圧で2つのスイッチング素子のスイッチング周波数を制御するが、電子レンジに用いられるマグネトロンはハーフブリッジコンバータに対して定電圧負荷であるため、マグネトロンの出力電力を制御するには、その出力電流を検出すればよい。この場合、マグネトロンの出力電流を検出するカレントトランスを高周波トランスの2次側に設け、そのカレントトランスの出力を制御回路に入力するが、実際の回路においては安全上の観点から、高周波トランスの2次側と制御回路とをアイソレートするために、沿面距離や空間距離の大きいカレントトランスが必要になる。したがって、電源装置が大型かつ高価になってしまう。しかも、この従来技術のハー

3

フブリッジコンバータにおいては、1次巻線に共振インダクタを直列接続するが、共振周波数50kHzでマグネトロン出力電力800W程度の電子レンジ用電源を得るためには、10μH程度のインダクタンスを有する大きな共振用インダクタを用いる必要がある。したがって、特開平2-101962号公報に開示されたハーフブリッジコンバータをそのまま用いる場合には、電子レンジ用電源装置が大型かつ高価になってしまう。

【0006】それゆえに、この発明の主たる目的は、新規な電子レンジ用電源装置を提供することである。この発明の他の目的は、ハーフブリッジコンバータを用いて小型にかつ安価にし得る、電子レンジ用電源装置を提供することである。この発明の他の目的は、ハーフブリッジコンバータを用いて力率のよい、電子レンジ用電源装置を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】この発明は、簡単にいえば、商用電源を整流する整流手段、第1および第2のスイッチング素子の第1の直列接続と、第1の直列接続に並列接続される第1および第2の共振コンデンサの第2の直列接続と、第1の直列接続の接続点および第2の直列接続の接続点の間に接続される1次巻線および1次巻線に磁気結合されてマグネトロンに電圧を供給する2次巻線を有する高周波トランスとを含むハーフブリッジコンバータ、マグネトロンの所望の出力電力を指令する設定電圧を出力する設定電圧出力手段、1次巻線に流れる電流を検出する電流検出手段、電流検出手段によって検出された電流を平均化する平均化手段、平均化手段によって得られた電圧を設定電圧との差に相当する誤差電圧を出力する誤差電圧出力手段、誤差電圧の大きさに比例する周波数で第1および第2のスイッチング素子を交互にオンするためにデュアルモードで第1および第2のスイッチング信号を発生するスイッチング信号発生手段、商用電源の電圧のレベルを検出するための電圧検出手段、および電圧検出手段からの商用電源の電圧のレベルが所定値以下である検出力にตอบสนองして、スイッチング信号発生手段を制御して、第1および第2のスイッチング信号がシングルモードの同相信号になった後デュアルモードになるようにする制御手段を備える、電子レンジ用電源装置。

【0008】

【作用】ハーフブリッジコンバータの入力電圧としては、ダイオードブリッジを通して商用電源が印加される。たとえばバイポーラトランジスタ、電界効果トランジスタあるいはIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)のような第1および第2のスイッチング素子には、スイッチング制御手段からの互いに位相の異なる第1および第2のスイッチング信号が与えられ、したがって、第1および第2のスイッチング素子は交互にオンまたはオフされ、ハーフブリッジコンバータが高周波トラ

4

ンスの1次漏れインダクタンスと第1および第2の共振コンデンサとによって決まる共振時定数で共振する。第1および第2のスイッチング素子は接続線によって直列接続され、その接続線には電流検出手段として作用するカレントトランスが磁気結合される。このカレントトランスは第1および第2のスイッチング素子を流れる電流すなわち1次巻線に流れる電流を検出する。カレントトランスの出力がたとえばダイオードブリッジを経てバンドパスフィルタあるいはローパスフィルタのような平均化手段に入力される。平均化手段から得られる平均電流電圧に相当するレベルを有する電圧とたとえばマイクロコンピュータのような設定電圧出力手段からのマグネトロンの所望の出力電圧を指令する設定電圧との差に相当する大きさを有する誤差電圧が誤差電圧出力手段から出力される。スイッチング制御手段は、たとえばV/F変換手段を含み、その誤差電圧の大きさに比例する周波数を有するオン時間一定の第1および第2のスイッチング信号を出力して第1および第2のスイッチング素子に与える。

【0009】電圧検出手段としては商用電源に結合されたポテンシャルトランスおよび比較器が用いられ、比較器によってポテンシャルトランスの出力電圧と基準値とを比較することによって、商用電源の電圧レベルが所定値以下であることが検出される。このとき、制御手段は、シングルモードとデュアルモードとを繰り返すようにスイッチング信号発生手段を制御する。シングルモードでは、第1および第2のスイッチング信号は同相となり、第1および第2のスイッチング素子は同時にオンする。したがって、整流手段、チョークコイル、および第1および第2のスイッチング素子の経路で電流が流れ、チョークコイルにエネルギーが蓄えられる。後続するデュアルモードでは、第1および第2のスイッチング信号の位相は互いに異なり、第1および第2のスイッチング素子は交互にオンされる。第1または第2のスイッチング素子がオンしたとき、チョークコイルに蓄えられていたエネルギーがハーフブリッジコンバータの入力電圧を大きくする。したがって、マグネトロンの発振動作の始期が進みかつ終期が遅れるので、1次電流が大きくなる。

【0010】

【発明の効果】この発明によれば、電流検出手段によって検出された電流に基づいてハーフブリッジコンバータすなわちマグネトロンの出力電力がフィードバック制御され得る。したがって、特開平2-101962号に開示されたハーフブリッジコンバータをそのまま用いる場合に比べて、より小型かつ安価な電子レンジ用電源装置が得られる。さらに、商用電源の電圧レベルが所定値以下のときに1次電流を大きくするようにしたので、力率の改善が期待できる。

【0011】この発明の上述の目的およびその他の目的、特徴、局面および利点は、添付図面に関連して行わ

れる以下の実施例の詳細な説明から一層明らかとなろう。

【0012】

【実施例】図1はこの発明の一実施例を示す回路図である。この実施例の電子レンジ用電源装置10は制御回路12によって制御される主回路を含み、この主回路は主としてハーフブリッジコンバータによって構成され、商用電源14から200Vの交流電源を受ける。200Vの交流はダイオードブリッジ16によって全波整流され、このダイオードブリッジ16の出力にはノーマルモードチョークコイル18を介して、ハーフブリッジコンバータが接続される。

【0013】すなわち、ダイオードブリッジ16の出力には、ノーマルモードチョークコイル18を介してスイッチング素子20aおよび20bの直列接続が接続される。スイッチング素子20aおよび20bとしては、この実施例では、それぞれIGBTが用いられる。この2つのスイッチング素子20aおよび20bは接続線22によって直列接続される。スイッチング素子20aおよび20bの直列接続には、2つの放電抵抗24aおよび24bの直列接続と2つの共振コンデンサ26aおよび26bの直列接続とがそれぞれ並列接続される。それとともに、制御回路12のための電源を発生するリングングチョークコンバータ28がダイオードブリッジ16の出力に接続される。スイッチング素子20aにはダイオード30aが並列接続され、スイッチング素子20bにはダイオード30bと電流検出用抵抗32との直列接続が並列接続される。

【0014】2つのスイッチング素子20aおよび20bの直列接続点と共振コンデンサ26aおよび26bの直列接続点との間には高周波トランス34の1次巻線34aが接続される。この1次巻線34aには、1次巻線34aに蓄えられたエネルギーが伝達されるように、2つの2次巻線34bおよび34cが磁気結合される。なお、上述のダイオード30aおよび30bは、1次巻線34aに蓄えられたが2次巻線34bおよび34cには伝達されなかったエネルギーを商用電源14に戻す働きをする。そして、2次巻線34bはマグネトロン36のヒータないしカソードとアノードとの間に高電圧を供給し、2次巻線34cはマグネトロン36のカソードにヒータ電圧を供給する。すなわち、2次巻線34bには、ダイオード38およびコンデンサ40からなる倍電圧整流回路が接続され、この倍電圧整流回路の出力電圧がマグネトロン36のカソードとアノードとの間に印加される。また、マグネトロン36のヒータはマグネトロン36に内蔵されている高周波フィルタ36aを通して2次巻線34cに接続される。

【0015】また、商用電源14すなわちダイオードブリッジ16の入力にはポテンシャルトランス42が接続され、このポテンシャルトランス42の出力が制御回路

12に与えられる。さらに、図1に示すように1回巻かれた接続線22には、カレントトランス44が磁気結合され、このカレントトランス44の出力もまた制御回路12に与えられる。接続線22を図1に示すように巻くことによってカレントトランス44はスイッチング素子20aに流れる電流またはスイッチング素子20bに流れる電流を個別に検出することができるとともに、スイッチング素子20aおよび20bに流れる電流が重畳された合計電流も検出することができる。すなわち、接続線22の一部の経路に流れるスイッチング素子20aの電流は、1次巻線34aとスイッチング素子20bとの間に流れるスイッチング素子20bの電流と同方向になるので、カレントトランス44をその2つの電流経路部分に共通に磁気結合すると、カレントトランス44はスイッチング素子20aおよび20bを流れる合計電流を検出することができる。また、スイッチング素子20aおよび20bは交互にオンされるので、それぞれのオン期間においては、カレントトランス44は個別の電流を検出することができる。

【0016】なお、図1の実施例においては、マグネトロン36に近接して冷却用ファン46が配置され、この冷却用ファン46はファンドライバ48によって駆動または停止される。この図1の実施例の電子レンジ用電源装置10の主回路は基本的には先に引用した特開平2-101962号公報に開示されたものと同様のハーフブリッジコンバータを含む。すなわち、制御回路12からのスイッチング信号Q1およびQ2によってスイッチング素子20aおよび20bが交互にオンまたはオフされることによって、高周波トランス34の1次巻線34aに図2または図3の実線で示すような高周波電流を生じる。この高周波電流が高周波トランス34bによって選倍され、2次巻線34bに高周波高電圧が誘起される。2次巻線34bに誘起された高周波の高電圧が倍電圧整流回路によって直流高電圧に変換され、その直流高電圧がマグネトロン36のカソードとアノードとの間に印加され、それによってマグネトロン36が発振する。

【0017】なお、定常状態すなわち正常な発振状態においては、高周波トランス34の1次巻線34aに図2または図3の実線で示すような1次電流が流れる。また、共振コンデンサ26aまたは26bには図2の1点鎖線で示すような電流が流れ、共振コンデンサ26aおよび26bには図2の2点鎖線で示すような電圧が生じる。そして、高周波トランス34の1次巻線34aの電圧が図3の点線で示される。

【0018】図4に示す制御回路12はマイクロコンピュータ50を含み、このマイクロコンピュータ50が調理時間やマグネトロン36の出力電力などを制御する。図2または図3の実線で示すように高周波トランス34の1次巻線34aに1次電流が流れ、この1次電流が図1に示すカレントトランス44によって検出される。カ

7

レントトランス44の出力がダイオードブリッジ52に与えられ、このダイオードブリッジ52の出力がバンドパスフィルタ54を通して比較器56の(一)入力に与えられる。バンドパスフィルタ54はカレントトランス44で検出した電流の高調波成分を抽出する。バンドパスフィルタ54の通過帯域は、この実施例では、図1に示す商用電源14の周波数たとえば60Hzの2倍すなわち120Hzに設定されている。すなわち、バンドパスフィルタ54は、スイッチング素子20aおよび20bの電流すなわち1次巻線34aの電流から電源周波数の2倍波成分を抽出する。バンドパスフィルタ54の出力は抵抗およびコンデンサからなる平滑回路55で平均化される。カレントトランス44の出力の周波数スペクトラムが図5に示されていて、この図5において最大振幅を有する120Hz成分は、図6に示すように、商用電源14(図1)からハーフブリッジコンバータへの入力電流と相関した関係にある。したがって、カレントトランス44の出力の高調波成分をバンドパスフィルタ54で検出し、平滑回路55で平均化すれば、等価的にハーフブリッジコンバータの入力電力を検出できる。この実施例では、カレントトランス44の出力に応じてハーフブリッジコンバータをフィードバック制御する。

【0019】このようにして、バンドパスフィルタ54によって商用電源14の高調波成分が抽出されかつ平滑回路55で平均化され、平均電流に相当する電圧が平滑回路55から比較器56の(一)入力に与えられる。比較器56の同じ(一)入力には、先のマイクロコンピュータ50からユーザが設定した調理条件に適合するマグネトロン36の出力電力に相当する設定電圧 V_s が与えられ、また、比較器56の(+)入力には基準電圧57が入力される。したがって、比較器56では、平滑回路55からの出力電圧と設定電圧 V_s との差に相当する誤差電圧を出力する。この誤差電圧がソフトスタート回路58を通してV/F変換回路60に与えられる。この実施例では、V/F変換回路60として、GENNUM社製の集積回路“GP605”が用いられる。この集積回路“GP605”の機能ブロック図が図7に示される。

【0020】集積回路“GP605”は高周波電源装置のスイッチング制御のために開発された集積回路であり、図7の第13番端子に電圧を印加すると、第8番端子および第6番端子から、その印加電圧の大きさに比例した周波数を有する2つのスイッチング制御信号が得られる。したがって、この実施例では、集積回路“GP605”の第13番端子に比較器56の出力電圧を印加する。そして、第8番端子および第6番端子から出力される2つのスイッチング制御信号QAおよびQBが図8に示される。2つのスイッチング制御信号QAおよびQBのいずれも、オン時間 T_{on} は一定で周波数が図9のグラフに示すように入力電圧すなわち比較器56の出力電圧の大きさに比例する。

8

【0021】なお、この集積回路“GP605”は、第10番端子に与えられる信号SEOがローレベルのときには、図8に示すように互いに180度の位相差を有する2つのスイッチング制御信号を出力するが、信号SEOがハイレベルのときには2つのスイッチング制御信号は同相となる。V/F変換回路60からの図8に示すようなスイッチング制御信号QAがアンドゲート61を介してドライバ62に与えられ、スイッチング制御信号QBはそのままだドライバ62に与えられる。ドライバ62はその詳細は図示しないが、スイッチング制御信号QAおよびQBに同期して所定の電圧たとえば16Vのスイッチング信号Q1およびQ2を出力する。このスイッチング信号Q1およびQ2がスイッチング素子20aおよび20bのそれぞれのゲートに与えられることは前述の通りである。ドライバ62としてはIR(International Rectifier)社製の集積回路“IR2110”のようなハイサイド/ローサイドスイッチが用いられ得る。しかしながら、ドライバ62としては図10に示すような回路構成が用いられてもよい。

【0022】図10に示すドライバ62は、スイッチング制御信号QAおよびQBによってそれぞれ駆動されるフォトカプラ621および622を含み、そのフォトカプラ621および622の出力がそれぞれ反転バッファアンプ623および624を通してスイッチング信号Q1およびQ2として出力される。すなわち、スイッチング制御信号QAまたはQBがハイレベルのときすなわちオフ期間にはフォトカプラ621または622は駆動されず、スイッチング制御信号QAまたはQBがローレベルのときすなわちオン期間 T_{on} にはフォトカプラ621または622が駆動される。フォトカプラ621または622が駆動されると、反転バッファアンプ623または624の入力がローレベルとなり、それが反転バッファアンプ623または624を介してハイレベルのスイッチング信号Q1またはQ2として出力される。このスイッチング信号Q1およびQ2によってスイッチング素子20aおよび20bが交互にオンされ、ハーフブリッジコンバータが発振動作を行うが、その詳細な動作はよく知られているので、その説明は省略する。

【0023】図4に示すソフトスタート回路58は、U/F変換回路60の入力電圧を徐々に大きくするための回路である。先の集積回路“GP605”にもソフトスタート回路が組み込まれているが、遅延時間が短くかつその動作が後述の動作と異なるため、この実施例では、その組み込まれたソフトスタート回路は利用しない。ソフトスタート回路58は、マグネトロン36が発振を開始した後、スイッチング素子20aおよび20bの発振周波数を徐々に上げることによって、マグネトロン36の出力電力を徐々に増大する。具体的には、図11に示すように、ソフトスタート回路58はダイオード581および抵抗582の直列接続を含み、ダイオード581

および抵抗582の直列接続点にはトランジスタ583のベースが接続され、トランジスタ583のエミッタには抵抗584が、コレクタにはコンデンサ585がそれぞれ接続される。したがって、比較器56からの誤差電圧が抵抗584を通してトランジスタ583のエミッタに印加される。そして、その誤差電圧が所定のベース電圧に達するとトランジスタ583がオンし、コンデンサ585が誤差電圧によって充電される。そのため、比較器56からの誤差電圧が、抵抗584およびコンデンサ585によって決まる時定数に従って遅延され、V/F変換回路60に与えられる。

【0024】コンデンサ585には、並列に、トランジスタ586が接続され、このトランジスタのベースには起動制御回路66(図2)からの制御信号が与えられる。この制御信号は起動時にハイレベルとなるので、トランジスタ583のコレクタはトランジスタ586によって接地される。したがって、起動時には、V/F変換回路60にはほぼ0Vの電圧が与えられ、スイッチング制御信号QAおよびQBすなわちスイッチング信号Q1およびQ2の周波数は低く、したがって1次巻線34a(図1)の電流は小さく、2次巻線34bに誘起される高周波電圧が最小となる。

【0025】その後、マグネトロン36が動作的に十分に立ち上がると、起動制御回路66からトランジスタ586のベースに与えられる制御信号がローレベルとなり、トランジスタ586がオフとなるので比較器56からの誤差電圧がそのままソフトスタート回路58を通してV/F変換回路60に与えられる。なお、図11のダイオード587はコンデンサ585の放電経路を形成する。

【0026】このような定常状態においては、カレントトランス44によって1次巻線34aの1次電流が検出され、バンドパスフィルタ54によって高調波成分が抽出されかつ平滑回路55で平均化される。マイクロコンピュータ50からの設定電圧Vsによって指令されるマグネトロン36の出力電力より現在のマグネトロン36の出力電力の方が大きいときには、平滑回路55の出力電圧(平均値の電圧)が設定電圧Vsに対して大きくなるので、比較器56からの誤差電圧が小さくなる。したがって、V/F変換回路60からのスイッチング制御信号QAおよびQBは、図9に示すように相対的に低い周波数となり、スイッチング信号Q1およびQ2の周波数も低くなる。そのためにスイッチング素子20aおよび20bのオフ時間が長くなり、ハーフブリッジコンバータの発振周波数が低くなるので、1次電流もまた小さくなり、マグネトロン36の出力電力が小さくなる。逆に、マイクロコンピュータ50からの設定電圧Vsによって指令されるマグネトロン36の出力電力より現在のマグネトロン36の出力電力の方が小さいときには、平滑回路55の出力電圧が設定電圧Vsに対して小さくなるので、比較器56からの誤差電圧が大きくなる。その

ために、V/F変換回路60からは相対的に高い周波数のスイッチング制御信号QAおよびQBを出力する。したがって、ハーフブリッジコンバータの発振周波数が高くなり、1次電流が増加する。このようにして、この実施例では、高周波トランス34の1次巻線34aの1次電流の大きさをカレントトランス44で検出して、電流フィードバックループを構成して電力制御を行う。したがって、先に挙げた特開平2-101962号公報に開示された回路では困難であった電力制御が可能となる。

【0027】図4を参照して、図1に示すポテンシャルトランス42の出力電圧はダイオードブリッジ64に与えられる。2つのダイオードブリッジ52および64の出力はともに起動制御回路66に与えられる。この起動制御回路66は、マグネトロン36が発振動作を開始するまでスイッチング素子20aによって間欠発振動作を行い、マグネトロン36が発振した後にソフトスタート回路58を作動させるとともに、上述の間欠発振動作から通常発振動作に移行させる。具体的には、起動制御回路66は図12に示すように、ダイオードブリッジ64の出力をその一方入力に受ける比較器661を含み、この比較器661の他方入力には基準電圧662が与えられる。そして、比較器661の出力は反転されて先のアンドゲート61の他方入力に与えられる。比較器661の出力とアースとの間にはトランジスタ663が接続される。また、ダイオードブリッジ52の出力が比較器664の一方入力に与えられ、比較器664の他方入力には基準電圧665が与えられる。比較器664の出力は単安定マルチバイブレータ666のトリガ入力として与えられ、この単安定マルチバイブレータ666の出力がRSフリップフロップ667のリセット入力に与えられる。RSフリップフロップ667のセット入力には、マイクロコンピュータ50(図4)からのスタート指令信号が与えられる。RSフリップフロップ667の反転出力が前述のトランジスタ663のベースに与えられる。なお、この反転出力は図1に示すファンドライバ48にも与えられる。

【0028】比較器661はポテンシャルトランス42の電圧すなわち主回路の入力電圧が一定値を超えたかどうかを判断し、比較器664はカレントトランス44の出力すなわち1次電流が一定値を超えたかどうかを判断する。すなわち、起動時には、RSフリップフロップ667がマイクロコンピュータ50からの指令信号でセットされるので、その反転出力はローレベルとなる。したがって、トランジスタ663がオフとなり、ダイオードブリッジ64からの出力電圧すなわち商用電源14の電圧が一定値を超えたとき、比較器661の出力すなわちアンドゲート61の入力がローレベルとなり、したがってV/F変換回路60からのスイッチング制御信号QAがドライバ62に与えられない。したがって、起動時にはドライバ62からのスイッチング信号Q1が

出力されず、スイッチング信号Q2のみが出力される。そのため、ハーフブリッジコンバータを構成する一方のスイッチング素子20aは、起動時において主回路の入力電圧が所定値以上になったときオフされ、このスイッチング素子20aによる共振動作が停止される。したがって、高周波トランス34の2次巻線34bおよび34cには、図13に示すように、主回路の入力電圧が一定レベルを超えている間高周波高電圧は誘起されない。したがって、起動時に高周波トランス34の2次巻線34bに表れる電圧を小さくすることができる。

【0029】マグネトロン36が発振を開始すると1次電流が増加し、ダイオードブリッジ52の出力電圧が基準電圧665を超えると、比較器664の出力はハイレベルとなり、それによって単安定マルチバイブレータ666がトリガされ、応じてRSフリップフロップ667がリセットされ、その反転出力はハイレベルとなる。したがって、トランジスタ663がオンされ、アンドゲート61の入力はハイレベルに固定される。それによって、スイッチング制御信号QAがそのままドライバ62に与えられ、スイッチング素子20aおよび20bは通常

の発振動作を行う。

【0030】比較器661の基準電圧662を商用電源14の220Vに相当する電圧に設定したとすると、2次巻線34bの出力電圧は約8800V(=220×20×2:ただし「20」は高周波トランス34の巻数比である)にクランプすることができる。したがって、マグネトロン36(図1)が発振していないときに生じるサージ電圧を小さくすることができ、したがって高周波トランス34、ダイオード38およびコンデンサ40の耐圧を小さくすることができる。

【0031】もしこのような起動制御回路66を用いなければ、マグネトロン36が発振していないときには11200V(=280×20×2)の電圧が2次巻線34bに生じる。この電圧はマグネトロン36の定格(10kV)を超えてしまう。したがって起動制御回路66を用いなければマグネトロン36の定格を大きくしなければならぬし、その他の部品についても絶縁耐圧を大きくしなければならなくなってしまう。しかしながら、起動制御回路66によって起動時の高電圧を抑制することができるので、高周波トランス34などの絶縁耐圧を小さくでき、したがってより安価な電子レンジ用電源装置が得られる。

【0032】図12の実施例を用いた場合、2次巻線34cにも図13に示すような間欠的な電圧が誘起されるので、この2次巻線34cの電圧によって加熱されるヒータの加熱時間が長くなり、したがってマグネトロン36の起動時間が長くなる。そこで、この新たな問題に対処するために、この実施例では、RSフリップフロップの出力によってファンドライバ48(図1)を制御する。すなわち、RSフリップフロップ667のセット入

力にはマイクロコンピュータ50からのスタート指令信号が与えられ、したがってこの信号にตอบสนองしてRSフリップフロップ667の反転出力がローレベルになる。このRSフリップフロップ667の反転出力がローレベルの間すなわち起動時にはファンドライバ48は冷却用ファン46を停止する。そのため、マグネトロン36のヒータ電圧が小さくても比較的速く十分加熱されることになる。したがって起動時にハーフブリッジコンバータを間欠的に作動させることによって起動時間が長くなるのを防止することができる。

10

【0033】図14に示す実施例では、V/F変換回路60からのスイッチング制御信号QAがトグルフリップフロップ76にも与えられ、したがって、トグルフリップフロップ76の出力は、図15に示すようにスイッチング制御信号QA毎にハイレベルまたはローレベルとなる。このトグルフリップフロップ76には、たとえば図12に示す比較器661の出力(またはその反転)がイネーブル信号として与えられ、したがってトグルフリップフロップ76はハーフブリッジコンバータの入力電圧が所定値以下のときイネーブルされる。このトグルフリップフロップ76の出力が切り換え信号として図7に詳細に示す集積回路“GP605”の第10番端子に与えられる。

20

【0034】切り換え信号がハイレベルの期間、V/F変換回路60すなわち集積回路“GP605”はデュアルモードではなくシングルモードで動作する。したがって、このハイレベル期間においては、スイッチング制御信号QAおよびQBは図15に示すように同相信号となる。したがって、スイッチング素子20aおよび20bが同時にオンされ、ダイオードブリッジ16、コモンモードチョークコイル18およびスイッチング素子20aおよび20bの経路で電流が流れ、コモンモードチョークコイル18にエネルギーが蓄えられる。そして、後続のローレベル期間においては、スイッチング制御信号QAに同期してスイッチング素子20aがオンされかつスイッチング制御信号QBに同期してスイッチング素子20bがオフされるので、ダイオードブリッジ16の出力とコモンモードチョークコイル18に蓄えられていたエネルギーとがハーフブリッジコンバータの入力電圧として与えられる。マグネトロン36に印加される電圧が所定値(たとえば3.8kV~4.0kV)以下になるような入力電圧が与えられてもマグネトロン36に電流は流れず、高周波トランス34の1次側から2次側へエネルギーは伝達されない。ところが、上述のようにコモンモードチョークコイル18に蓄えられたエネルギーが入力電圧を高めることになり、マグネトロン36の発振の始期および終期が図16において点線で示すように進みかつ遅れる。したがって、1次電流が大きくなって、図14に示す実施例によれば、力率の改善が期待できる。

30

40

50

【0035】図17には、高周波トランス34の2次巻

線34bに接続された倍電圧整流回路を構成するダイオード38が破壊したことを検出するための検出回路78が示される。この検出回路78は比較器80を含み、図4に示すダイオードブリッジ52からの出力が比較器80の一方入力に与えられ、比較器80の他方入力には基準電圧が与えられる。したがって、比較器80はダイオードブリッジ52の出力が一定レベル以上になったかどうかを検出する。この比較器80の出力がリトリガブル単安定マルチバイブレータ82のトリガ入力(第5番端子)に与えられる。リトリガブル単安定マルチバイブレータ82は、アンドゲート84の作用によって、一定時間T1内に後続のトリガ入力を与えられるとハイレベルまたはローレベルの連続信号を出力する。上述の一定時間T1は、図17に示す抵抗RおよびコンデンサCによって決められる。

【0036】ダイオード38が正常な状態では、高周波トランス34の1次巻線34aには図18(A)に示す1次電流が流れる。したがって、ダイオードブリッジ52の出力は図18(B)に示すようになり、1次電流が正の半波のときにのみ基準電圧を超える。したがって、比較器80の出力は図18(C)に示すようになり、ハイレベルの周期が一定時間T1より長くなる。したがって、リトリガブル単安定マルチバイブレータ80の第9番端子からの出力は、図18(G)に示すようにハイレベルの連続信号となる。なお、図18(E)および図18(F)は、それぞれアンドゲート84の一方入力および出力を示す。

【0037】ダイオード38が破壊された状態では、高周波トランス34の1次巻線34aには図19(A)に示す1次電流が流れる。したがって、ダイオードブリッジ52の出力は図19(B)に示すようになり、1次電流の半波毎に基準電圧を超える。したがって、比較器80の出力は図19(C)に示すようになり、ハイレベルの周期が一定時間T1より短くなる。したがって、リトリガブル単安定マルチバイブレータ80の第9番端子からの出力は、図19(G)に示すようにローレベルの連続信号となる。なお、図19(E)および図19(F)は、それぞれアンドゲート84の一方入力および出力を示す。リトリガブル単安定マルチバイブレータ80のローレベルの連信号が異常検出信号として、たとえばマイクロコンピュータ50(図4)に与えられる。

【0038】図17に示す検出回路78に代えて、図20に示す回路が用いられてもよい。図20に示す実施例では、図1に示す検出抵抗32の端子電圧が比較器86の一方入力に与えられる。そして、比較器86の他方入力には基準電圧88が与えられ、比較器86は、図17の比較器80と同様に、1次電流の負の半波の電流レベルを検出する。したがって、図19(A)に示すように、ダイオード38の故障が原因で1次電流の負の半波の電流レベルが一定値を超えると、比較器86から検出

信号が出力される。

【0039】図21に示す実施例では、マグネトロン36のヒータが、高周波トランス34の2次巻線34cの出力だけでなくリングコア90を通して与えられるリングチョークコンバータ28の出力によって加熱される。すなわち、図22に詳細に示すリングチョークコンバータ28の出力線がリングコア90に巻回される。そのリングコア90には別の巻線が施され、その別の巻線がダイオード92を通してマグネトロン36のカソードに接続される。したがって、ヒータにはリングコア90を通して誘起されたリングチョークコンバータ28の出力が2次巻線34cの出力とともに印加される。ただし、マグネトロン36のヒータにはリングチョークコンバータ28からのみヒータ電流が供給されるようにしてもよい。なお、コンデンサ94は平滑コンデンサである。また、リングチョークコンバータ28の他の出力は、図22に示すように、制御回路12(図1または図4)の電源として、およびドライバ62(図4)の電圧源としてそれぞれ利用される。

【0040】図21に示す実施例によれば、次のような効果が期待できる。すなわち、図1または図21に示すように、マグネトロン36には高周波フィルタ36aが内蔵されていて、高周波フィルタ36aのインピーダンスは $2\pi fL$ (Lは高周波フィルタのインダクタンス)で変化する。したがって、マグネトロン36の出力電力を制御するにはハーフブリッジコンバータの発振周波数を変化するので、常に一定のヒータ電流を流すことは困難である。そこで、ハーフブリッジコンバータに不可欠の別電源たとえばリングチョークコンバータ28からもヒータ電流を供給するようにすれば、動作周波数に拘わらずマグネトロン36のヒータに一定の電流を流すことができ、マグネトロン36の安定した動作が期待できる。

【0041】なお、図4に示す過電流検出回路68は過大に1次電流を検出したときハイレベルの信号を出力し、異常電圧検出回路70は過大または過小な電源電圧を検出したときハイレベルの信号を出力する。過電流検出回路68および異常電圧検出回路70の出力がオアゲート72を通してフリップフロップ74に与えられる。したがって、ハーフブリッジコンバータに異常状態が生じたとき、フリップフロップ74からの信号が集積回路“GP605”の第1番端子(図7参照)与えられる。したがって、V/F変換回路60の動作が停止され、スイッチング制御信号QAおよびQBはともにハイレベルのままとなり、ハーフブリッジコンバータの動作が停止される。

【0042】なお、図4に示す高調波成分抽出手段としてのバンドパスフィルタ54および平均化手段としての平滑回路55はローパスフィルタに置き換えられてもよい。

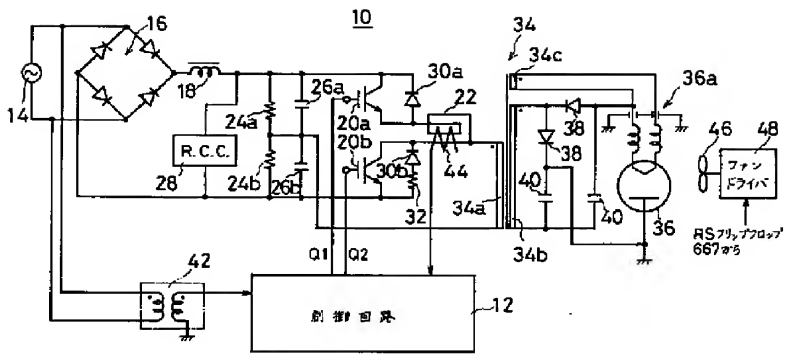
【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施例を示す回路図である。
 【図2】図1の実施例における各部の電流または電圧を示す波形図である。
 【図3】図1の実施例における各部の電流または電圧を示す波形図である。
 【図4】図1の実施例の制御回路を詳細に示すブロック図である。
 【図5】図1の実施例の高周波トランスの1次電流の高調波成分を表す周波数スペクトラムを示すグラフである。
 【図6】ハーフブリッジコンバータの入力電流に対する120Hz成分の関係を示すグラフである。
 【図7】図4の実施例のV/F変換回路の一例を示す機能ブロック図である。
 【図8】図7に示すV/F変換回路からのスイッチング制御信号を示す波形図である。
 【図9】図7に示すV/F変換回路の入力電圧に対するスイッチング制御信号の周波数の関係を示すグラフである。
 【図10】図4のドライバの一例を示す回路図である。
 【図11】図4のソフトスタート回路の一例を示す回路図である。
 【図12】図4の起動制御回路の一例を示す回路図である。
 【図13】図12の起動制御回路によって達成される間欠発振動作を示す1次電流の波形図である。
 【図14】図4のV/F変換回路の変形例を示す回路図である。
 【図15】図14の変形例の動作を示す波形図である。
 【図16】図14の変形例の動作を示す波形図である。
 【図17】ダイオード破壊検出回路の一例を示す回路図である。
 【図18】正常時の図17のダイオード破壊検出回路の動作を示す波形図である。
 【図19】異常時の図17のダイオード破壊検出回路の動作を示す波形図である。
 【図20】ダイオード破壊検出回路の他の例を示す回路図である。
 【図21】マグネトロンヒータ回路の変形例を示す回路図である。
 【図22】図21の変形例のリングングチョークコンバータを示す回路図である。

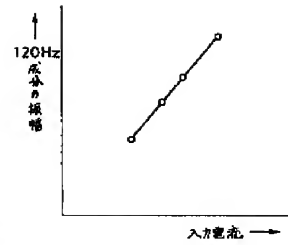
【符号の説明】

10 装置
 12 …制御回路
 14 …商用電源
 16 …ダイオードブリッ
 ジ
 18 …コモンモードチョ
 ークコイル
 20 a, 20 b …スイッチング素子
 22 …接続線
 24 a, 24 b …放電抵抗
 26 a, 26 b …共振コンデンサ
 28 …リングングチョー
 クコンバータ
 30 a, 30 b …ダイオード
 32 …検出抵抗
 34 …高周波トランス
 34 a …1次巻線
 34 b, 34 c …2次巻線
 36 …マグネトロン
 38 …高圧ダイオード
 40 …高圧コンデンサ
 42 …ポテンシャルトラ
 ンス
 44 …カレントトランス
 46 …冷却用ファン
 48 …ファンドライバ
 50 …マイクロコンピュ
 ータ
 52, 64 …ダイオードブリッ
 ジ
 54 …バンドパスフィル
 タ
 56, 66 1, 66 4, 80, 86 …比較器
 58 …ソフトスタート回
 路
 60 …V/F変換回路
 62 …ドライバ
 66 …起動制御回路
 68 …過電流検出回路
 70 …異常電圧検出回路

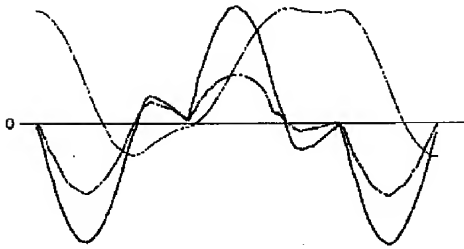
【図1】



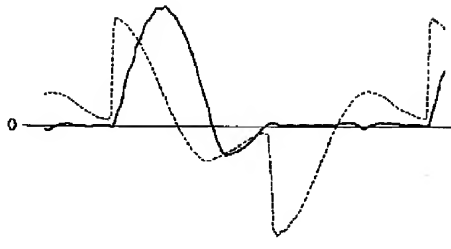
【図6】



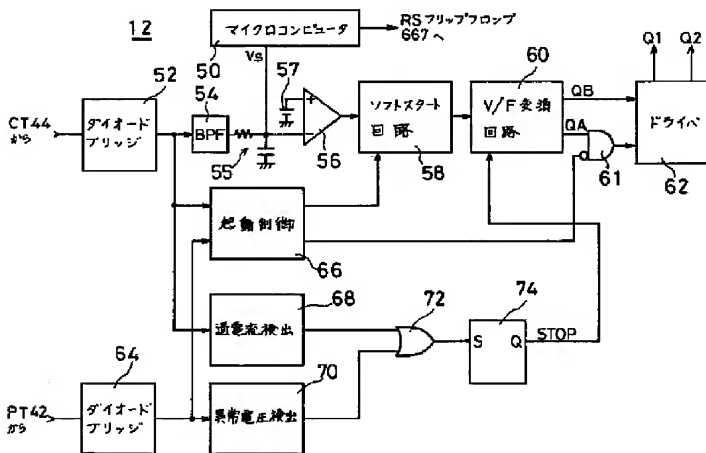
【図2】



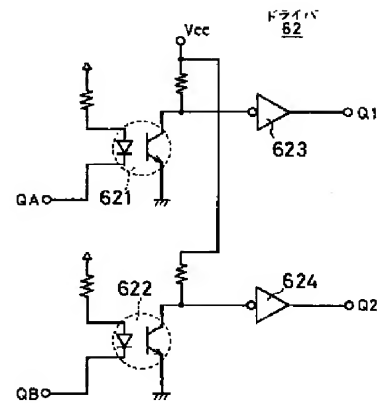
【図3】



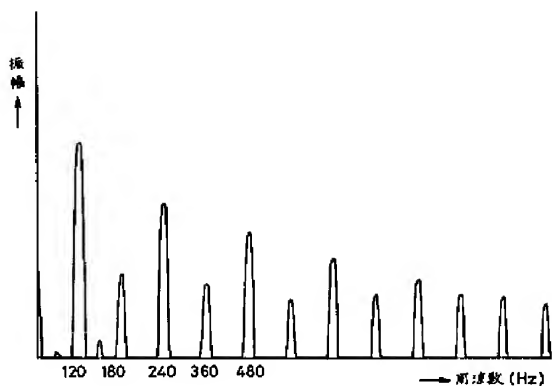
【図4】



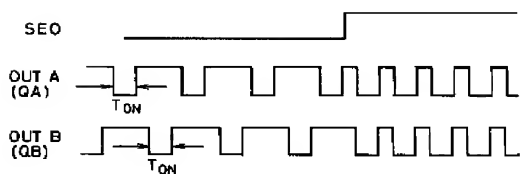
【図10】



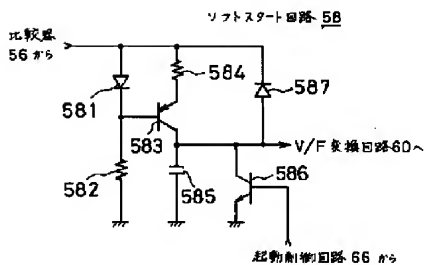
【図5】



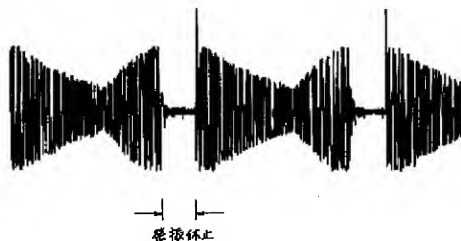
【図8】



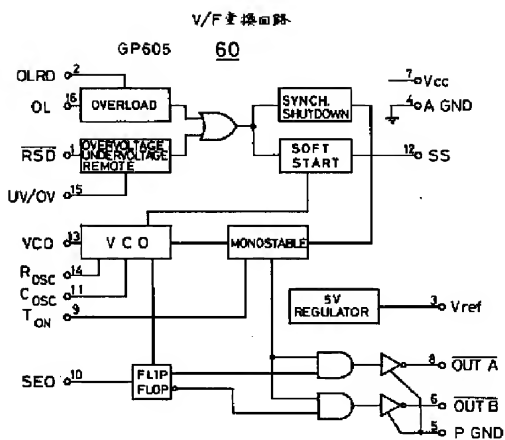
【図11】



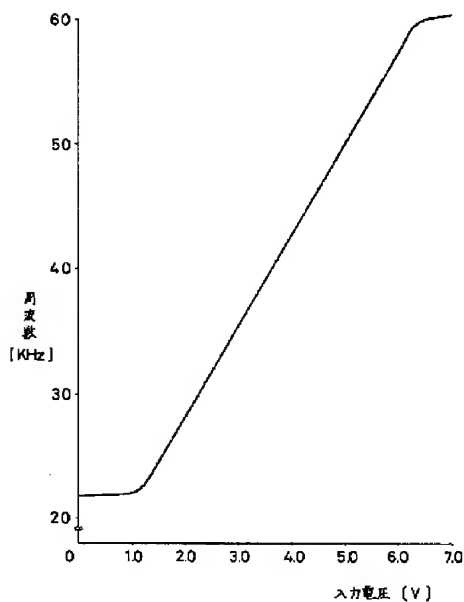
【図13】



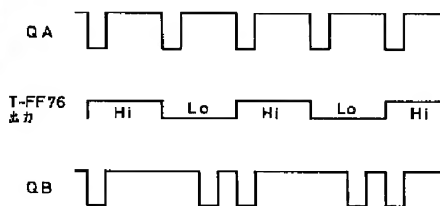
【図7】



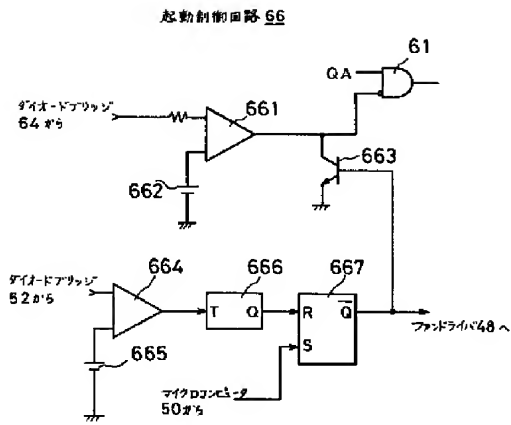
【図9】



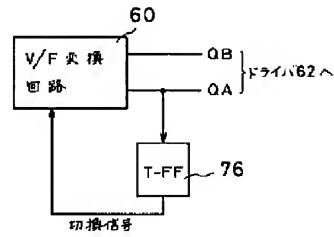
【図15】



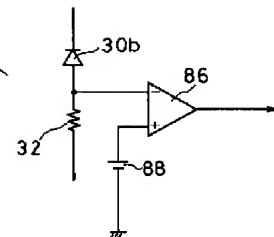
【図12】



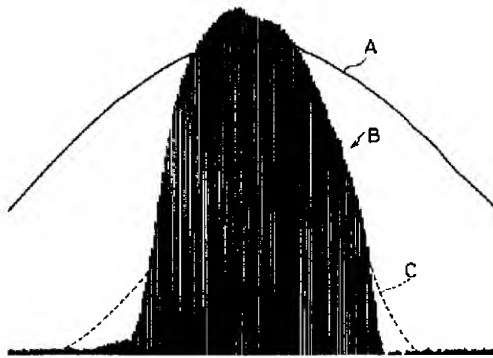
【図14】



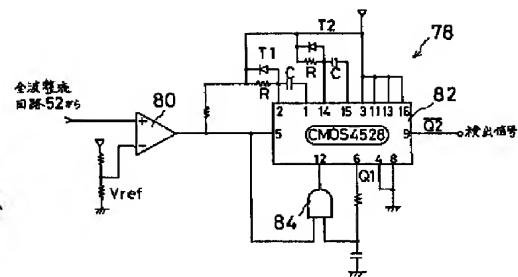
【図20】



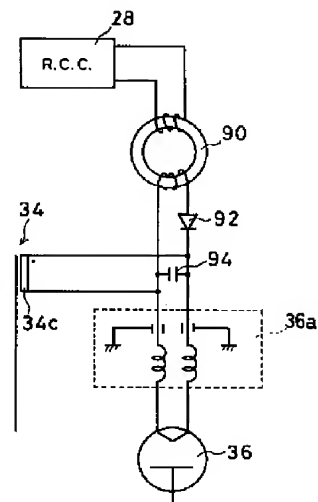
【図16】



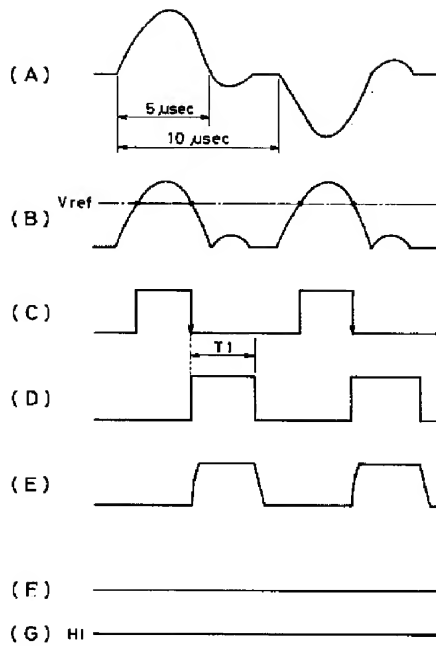
【図17】



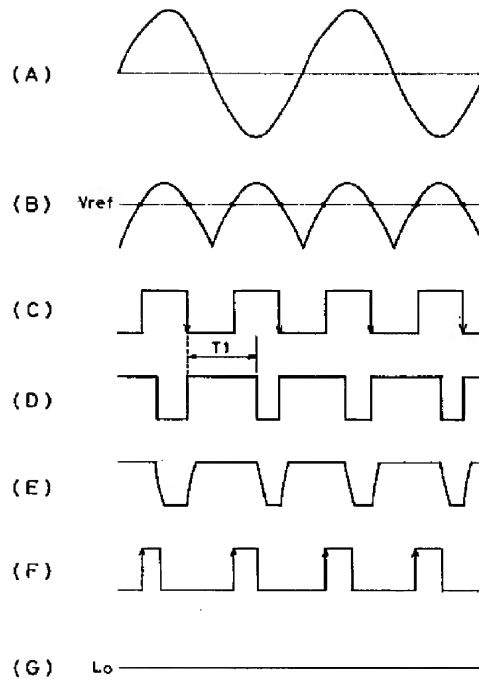
【図21】



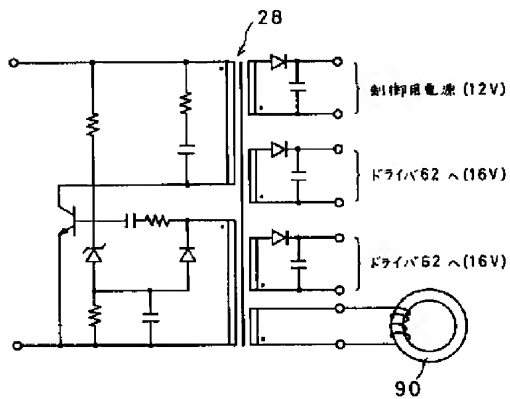
【図18】



【図19】



【図22】



フロントページの続き

(72)発明者 伊藤 克彦
大阪府守口市京阪本通2丁目18番地 三洋
電機株式会社内